

# Amplificador Monolítico de Bajo Ruido en Banda Ka con Tecnología GaAs mHEMT

Juan Luis Cano, Luisa de la Fuente

juanluis.cano@unican.es

fuenterm@unican.es

Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria.

Plaza de la Ciencia s/n, 39005, Santander

**Abstract-** This document presents the design and measurement results of a monolithic low noise amplifier for the 26 – 36 GHz band. The 3x1 mm<sup>2</sup> chip has been designed using the D01MH process from OMMIC foundry (0.13µm mHEMT, GaInAs-InAlAs with 40% indium content) and a home-made transistor model. On-wafer measurements show a gain of  $S_{21} = 30.9 \pm 1.9$  dB with a mean noise figure of NF = 1.8 dB in the band of interest (minimum NF = 1.4 dB at 31 GHz). Input return loss is generally better than 10 dB while output return loss is better than 15 dB in the same band.

## I. INTRODUCCIÓN

Los circuitos integrados monolíticos para microondas (MMIC) son circuitos en los cuales todos los componentes, tanto activos como pasivos, junto con sus interconexiones se fabrican al mismo tiempo sobre el mismo sustrato. Esto les confiere algunas ventajas frente a los circuitos híbridos como son la simplificación del diseño mecánico y la facilidad de su ensamblaje, el ahorro económico para grandes cantidades, su mejor repetitividad, su menor tamaño, sus mayores anchos de banda debido a las menores reactancias parásitas, y además suelen ser la mejor solución para frecuencias mayores de 30 GHz.

Los amplificadores de bajo ruido (LNA) se utilizan generalmente como primera etapa en los receptores de comunicaciones. De esta forma el LNA fija el ruido del sistema receptor y por tanto define en gran medida la sensibilidad de dicho receptor [1]. Asumiendo que el diseño del amplificador se lleva a cabo de forma adecuada su ruido viene limitado por la tecnología utilizada. Tradicionalmente se ha venido utilizando la tecnología de GaAs (arseniuro de galio) para aplicaciones de bajo ruido y coste reducido, mientras que otras tecnologías como el InP (fosfuro de indio) se han reservado, debido a su alto coste, para aplicaciones científicas y militares donde el bajo ruido es crítico en el sistema. Para aprovechar el bajo coste de la tecnología de GaAs y el bajo ruido de la tecnología de InP se dispone de la tecnología mHEMT de GaAs la cual incluye cierto contenido de indio dentro de una estructura metamórfica sobre sustrato de GaAs.

Este trabajo presenta el diseño y caracterización de un amplificador monolítico de bajo ruido para la banda 26 – 36 GHz utilizando la tecnología mHEMT del proceso D01MH de OMMIC.

## II. TECNOLOGÍA Y MODELO DEL TRANSISTOR

Los transistores de la tecnología utilizada para el diseño tienen una longitud de puerta de 0.13 µm y siguen la estructura de la Fig. 1 [2].

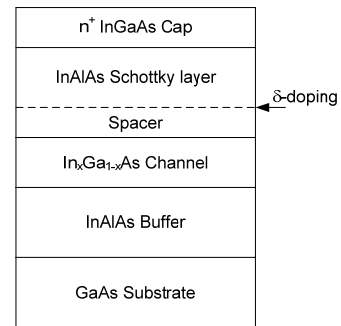


Fig. 1. Estructura de capas de los transistores en la tecnología D01MH.

La inclusión de indio en el canal del dispositivo reduce la masa efectiva del electrón mejorando por tanto la movilidad de los portadores  $\mu$  para campos eléctricos pequeños. Al mismo tiempo, al aumentar el contenido de indio se incrementa la separación entre los valles  $\Gamma$ -L lo cual beneficia el aumento de la velocidad de pico de los portadores  $v_{peak}$  [3]. Tanto el aumento de la movilidad como de la velocidad de los portadores producen una mayor ganancia y menor ruido de los transistores. Desafortunadamente el contenido de indio no se puede incrementar indefinidamente ya que esto induciría tensiones en el material debido a la desadaptación entre las constantes de red de los diferentes materiales y finalmente produciría la relajación del material.

La tecnología D01MH tiene un contenido de indio del 40% en el canal de los transistores, para lo cual el buffer hace una transición gradual (estructura metamórfica) entre el sustrato y la capa activa ya que esta última no tiene la misma constancia de red que el GaAs.

El diseño del amplificador se inicia con la extracción del modelo de los transistores. Para esto se ha partido de transistores de muestra proporcionados por la foundry. El modelo de pequeña señal mostrado en la Fig. 2 y cuyos valores se muestran en la Tabla 1 se ha obtenido a partir de medidas de parámetros de Scattering hasta 40 GHz. Como modelo de ruido se ha utilizado el presentado en [4] el cual únicamente necesita dos parámetros o temperaturas para su

completa definición,  $T_g$  y  $T_d$ . En este caso se asume que  $T_g$  es igual a la temperatura ambiente,  $T_g = 300$  K. Por su parte el parámetro  $T_d$  se obtiene mediante el ajuste de la temperatura de ruido medida a un amplificador conocido con el transistor a modelar montado en su primera etapa. Mediante este procedimiento se obtiene un valor de  $T_d = 2000$  K.

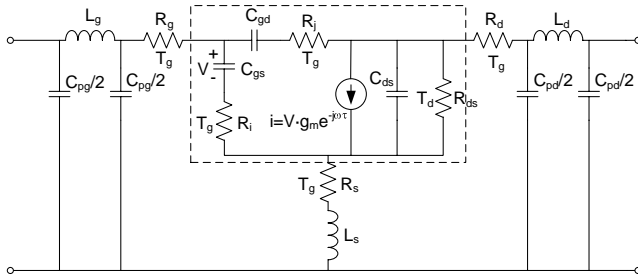


Fig. 2. Modelo pequeña señal y de ruido del transistor.

D01MH mHEMT, 4x15 $\mu$ m, $T = 300$ K, $V_{ds} = 0.9$ V, $I_{ds} = 9.5$ mA									
$L_g$ (pH)	$R_g$ ( $\Omega$ )	$C_{pg}$ (fF)	$L_d$ (pH)	$R_d$ ( $\Omega$ )	$C_{pd}$ (fF)	$L_s$ (pH)	$R_s$ ( $\Omega$ )	$C_{gs}$ (fF)	
23	0.5	28	26.7	8.9	28	5.13	4	53.1	
$R_i$ ( $\Omega$ )	$C_{gd}$ (fF)	$R_j$ ( $\Omega$ )	$C_{ds}$ (fF)	$R_{ds}$ ( $\Omega$ )	$g_m$ (mS)	$\tau$ (psec)	$T_d$ (K)	$T_g$ (K)	
6.5	11.2	0	16.8	333	57	0	2000	300	

Tabla 1. Parámetros del modelo de pequeña señal y ruido del transistor de tamaño 4x15  $\mu$ m para la polarización  $V_{ds} = 0.9$  V,  $I_{ds} = 9.5$  mA.

La Fig. 3 muestra la corriente de drenador y la transconductancia frente a la tensión de puerta extraídas de medidas del transistor de muestra en DC.

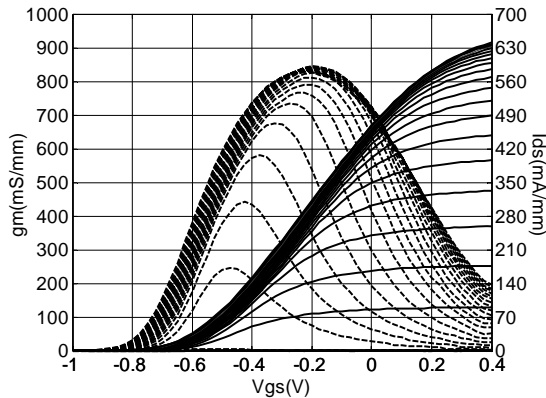


Fig. 3. Resultados de la medida del transistor en DC frente a la tensión de puerta para valores de  $V_{ds}$  en el rango 0 – 2 V con paso de 0.1 V; corriente de drenador (línea continua) y transconductancia (línea discontinua).

El transistor utilizado alcanza valores de  $g_m$  de pico cercanos a los 850 mS/mm, mientras que para la polarización de óptimo ruido el valor de  $g_m$  se encuentra entorno a 700 mS/mm.

### III. DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO

El circuito diseñado consta de cuatro etapas para conseguir alrededor de 30 dB de ganancia. Todas las etapas son del mismo tamaño 4x15  $\mu$ m e inicialmente están diseñadas para el mismo punto de polarización. Este punto de polarización se elige de tal forma que se minimice el ruido del transistor, para lo cual, a partir de una medida en DC del transistor, se buscan las tensiones que minimizan la ecuación (1) [5].

$$f(V_{ds}, V_{gs}) \cong \frac{\sqrt{I_{ds}}}{g_m} \quad (1)$$

Al aplicar este método sobre el transistor disponible se obtiene un punto de polarización óptimo para ruido en torno a  $V_{ds} = 0.9$  V y  $V_{gs} = -0.45$  V, las cuales generan una corriente  $I_{ds} = 9.5$  mA.

Para conseguir una adaptación simultánea en ruido y ganancia se emplea la técnica de realimentación serie de fuente en los transistores. En esta técnica se añade una inductancia a la fuente del transistor de forma que el coeficiente de reflexión de entrada del transistor se puede aproximar a la impedancia óptima de ruido del mismo, permitiendo una adaptación conjunta. La Fig. 4 muestra este acercamiento en la carta de Smith para un transistor con y sin realimentación serie.

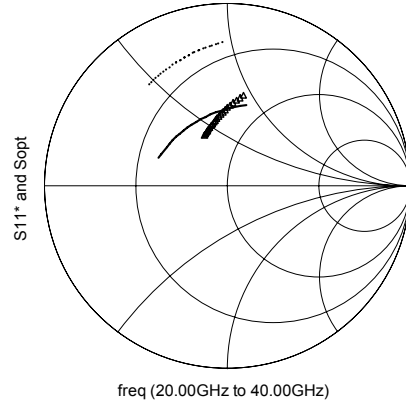


Fig. 4. Efecto de la realimentación serie en un transistor; coeficiente de reflexión conjugado a la entrada del transistor sin realimentación (línea punteada) y con realimentación (triángulos). Coeficiente de reflexión óptimo para ruido en línea sólida.

En el amplificador diseñado las primeras dos etapas se optimizan para bajo ruido por lo que su realimentación es mayor y por tanto las líneas de transmisión que conforman esta realimentación son únicas y más largas. En cambio, las dos últimas etapas se encargan de proporcionar ganancia al circuito por lo que la realimentación se reduce acortando las líneas y añadiendo líneas adicionales en paralelo.

Las redes de adaptación y polarización dentro del chip hacen uso de resistencias para conseguir la equalización de la ganancia y mejorar la estabilidad del circuito. Además la red de salida incluye una pequeña resistencia serie que permite conseguir una buena adaptación de salida en un amplio rango de frecuencias sin perjudicar en exceso la ganancia del diseño. Para el trazado de las líneas de transmisión se han utilizado curvas en vez de esquinas o chaflanes por su mejor comportamiento electromagnético a frecuencias altas.

Finalmente el chip se ha diseñado con polarizaciones independientes para cada etapa para poder sintonizar cada una de ellas por separado si fuera necesario. Por otra parte, todas las líneas de polarización de puerta cuentan con la misma resistencia serie por lo que se pueden unir todas estas polarizaciones en un mismo punto fuera del chip y así simplificar el sistema de polarización del mismo. De la misma forma todos los drenadores pueden ser unidos ya que cuentan con la misma resistencia serie. La Fig. 5 muestra el layout del amplificador diseñado.

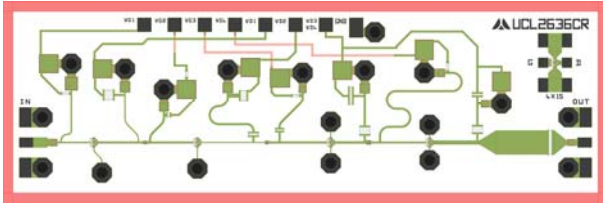


Fig. 5. Layout del amplificador diseñado. Dimensiones 3x1 mm<sup>2</sup>.

#### IV. CARACTERIZACIÓN EXPERIMENTAL

La caracterización experimental del circuito diseñado se ha realizado en una estación de sondas para acceder directamente a los puertos coplanares del chip. La medida de los parámetros de Scattering se lleva a cabo con un analizador de redes E8364A de Agilent Technologies calibrado mediante la técnica LRM (Line-Reflect-Match), la cual permite una calibración en sondas coplanares que cubre toda la banda de medida con solo tres estándares.

En cuanto a la medida de ruido, los equipos disponibles no permiten una medida directa del mismo a las frecuencias de interés. Debido a esto es necesario utilizar una etapa conversora de frecuencia a la salida del amplificador que permita trabajar dentro del rango de frecuencias del medidor de figura de ruido (NFM). Además, para la medida de circuitos de bajo ruido es recomendable utilizar fuentes de ruido de baja potencia de ruido (ENR). Esto es debido a dos razones principalmente: los valores de ruido generados por la fuente son más próximos a los medidos y por tanto el error en la medida es menor, y la diferencia entre los coeficientes de reflexión de la fuente en los estados ON y OFF es menor lo cual reduce el rizado en la medida y aumenta también la precisión en la misma [6]. En ausencia de una fuente de estas características se coloca un atenuador de 10 dB a la salida de la fuente de ruido disponible, modelo 346C\_K01, con lo cual se reducen los valores de ENR en 10 dB y se mejora la diferencia entre coeficientes de reflexión en 20 dB. La tabla de ENR de la fuente se modifica convenientemente para tener en cuenta el atenuador introducido siendo ahora el nuevo plano de calibración la salida del atenuador. El banco de medida de ruido se muestra en la Fig. 6.

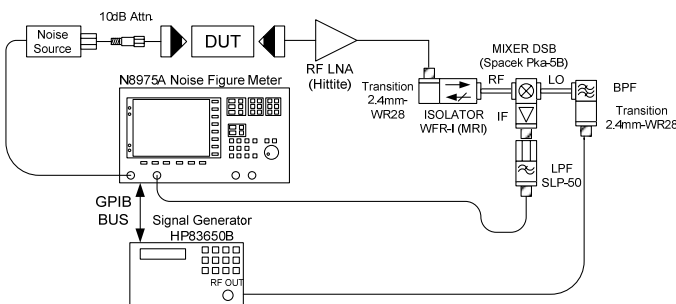


Fig. 6. Banco de medida de ruido para la caracterización del LNA.

Los resultados obtenidos de la caracterización del amplificador se muestran en las Figs. 7 – 10, donde se comparan con los resultados de simulación del circuito. El punto de polarización de los resultados de medida está optimizado para mínimo ruido y tiene los siguientes valores:  $V_{d1} = 0.9$  V,  $V_{d2} = 0.9$  V,  $V_{d34} = 1.5$  V,  $I_{d1} = 10$  mA,  $I_{d2} = 10$  mA, y  $I_{d34} = 22$  mA. Estos valores son bastante aproximados al punto de polarización óptimo de ruido calculado

teóricamente mediante (1), lo cual valida esta expresión para el diseño.

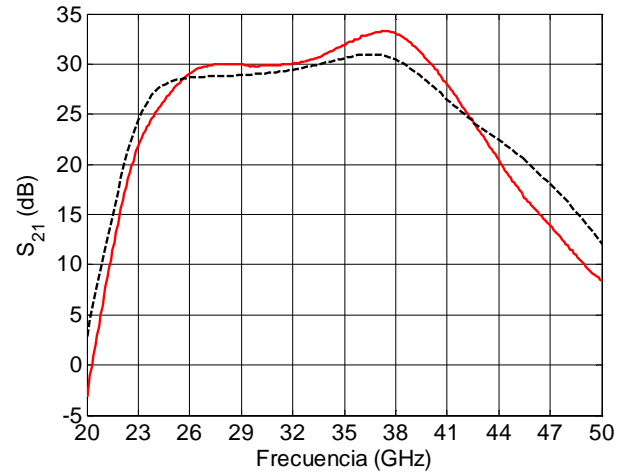


Fig. 7. Ganancia del amplificador diseñado: medida (línea roja continua) y simulación (línea negra discontinua).

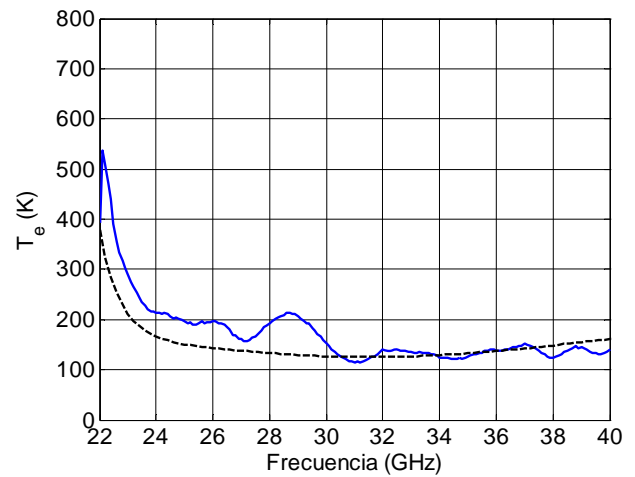


Fig. 8. Temperatura de ruido del amplificador diseñado: medida (línea azul continua) y simulación (línea negra discontinua).

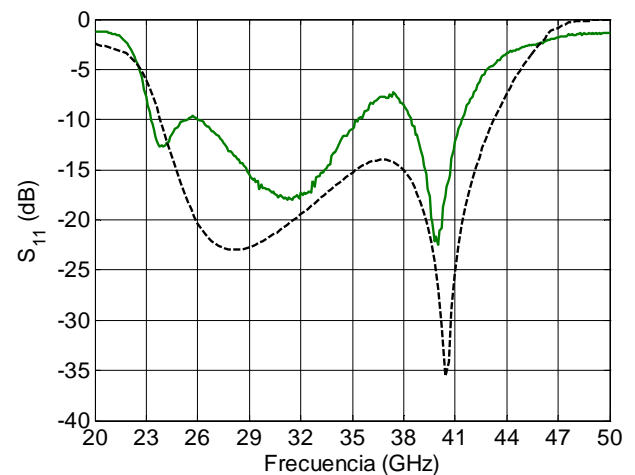


Fig. 9. Adaptación de entrada del amplificador diseñado: medida (línea verde continua) y simulación (línea negra discontinua).

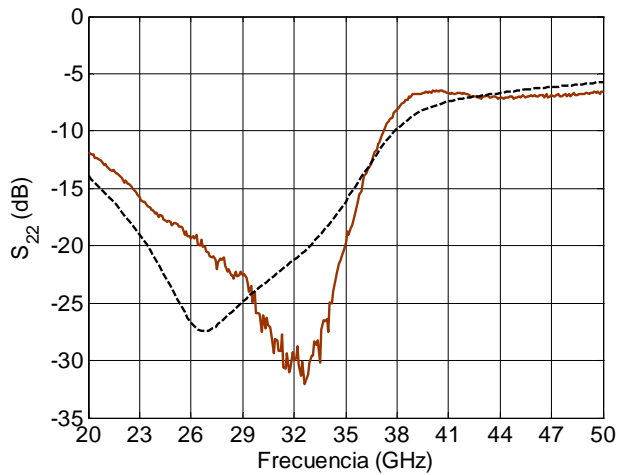


Fig. 10. Adaptación de salida del amplificador diseñado: medida (línea marrón continua) y simulación (línea negra discontinua).

Como se puede apreciar en las Figs. 7 – 10 la concordancia entre simulación y medida es buena por lo general y las diferencias se deben principalmente a las variaciones de comportamiento de los transistores entre la oblea que se utilizó para obtener el modelo y la oblea que finalmente se midió con los circuitos fabricados.

Las medidas del amplificador muestran una ganancia  $S_{21}$  = 30.9 ± 1.9 dB con una figura de ruido media de  $NF$  = 1.8 dB en la banda 26 – 36 GHz (valor mínimo de  $NF$  = 1.4 dB a 31 GHz). La adaptación de entrada es generalmente mejor de 10 dB y la adaptación de salida es mejor de 15 dB en la banda de interés. El consumo de potencia total del circuito es de 51 mW.

Para finalizar, la Tabla 2 presenta una comparación entre los resultados obtenidos en este trabajo y otros diseños publicados en los últimos años, donde se puede apreciar que el presente LNA mejora en muchos casos los diseños para el mismo ancho de banda.

Ref.	Tecnología	Foundry	BW (GHz)	Gain (dB)	NF (dB)
Diseño	0.13μm mHEMT (In)	OMMIC	26 – 36	30.9 ± 1.9	1.8
[7]	0.18μm pHEMT	OMMIC	26 – 40	> 18	< 3.8
[8]	0.12μm InP HEMT	HRL	27 – 30	40	1.4
[9]	0.15μm mHEMT (In)	Raytheon	30 – 32	16 ± 1	< 1.5
[10]	0.25μm mHEMT (Sb)	Rockwell	34 – 36	22	2.1
[11]	0.1μm InP HEMT	NGST	26 – 40	21.9±0.9	1.5
[12]	0.18μm mHEMT (In)	Raytheon	28 – 33	> 24	< 1.8
[13]	pHEMT	Avago	26 – 40	20 ± 2	2.7 – 3

Tabla 2. Comparativa entre las características de diferentes LNA monolíticos en banda Ka.

## V. CONCLUSIONES

Este trabajo ha presentado el diseño y caracterización de un amplificador de bajo ruido monolítico realizado en tecnología de GaAs mHEMT para la banda 26 – 36 GHz. Se ha demostrado la conveniencia de la tecnología utilizada para aplicaciones de bajo ruido y coste moderado así como se ha validado el proceso de diseño con la buena concordancia entre simulaciones y medidas. La medida del circuito muestra unos resultados satisfactorios con una ganancia mayor de 30 dB y una figura de ruido media en la banda de 1.8 dB. Las adaptaciones se mantienen generalmente por debajo de 10 dB y 15 dB a la entrada y salida respectivamente.

## AGRADECIMIENTOS

Los autores quieren agradecer a Eva Cuerno y Ana Pérez su dedicación y esfuerzo en el montaje del circuito.

## REFERENCIAS

- [1] H. T. Friis, "Noise Figures of Radio Receivers", Proc. Institute of Radio Engineers, vol. 32, no. 7, pp. 419-422, July 1944.
- [2] D01MH Design Manual from OMMIC. www.ommic.com
- [3] M. Behet, K. van del Zanden, G. Borghs, "Metamorphic InGaAs/InAlAs quantum well structures grown on GaAs substrates for high electron mobility transistor applications", Applied Physics Letters, Vol.73, nº 19, November 1998.
- [4] M. W. Pospieszalski, "Modeling of Noise Parameters of MESFETs and MODFETs and Their Frequency and Temperature Dependence", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. 37, no. 9, Sept. 1989, pp. 1340-1350.
- [5] M. W. Pospieszalski, "Extremely Low-Noise Amplification with Cryogenic FETs and HFETs: 1970 – 2004", IEEE Microw. Mag., vol. 6, no. 3, pp. 62-75, Sept. 2006.
- [6] J. L. Cano and J. D. Gallego, "Estimation of Uncertainty in Noise Measurements Using Monte Carlo Analysis", 1st Radionet-FP7 Engineering Forum Workshop, Gothenburg, Sweden, June 2009. Available: <http://www.radionet-eu.org/fp7/wiki/doku.php?id=na:engineering:ew:1stew>
- [7] Z. Yang, T. Yang, and Y. Liu, "A Ka-Band Four-Stage Self-Biased Monolithic Low Noise Amplifier", J. Infrared, Millimeter and Terahertz Waves, vol. 30, no.5, May 2009, pp. 417-422.
- [8] C. Pobanz, M. Matloubian, L. Nguyen, M. Case, M. Hu, M. Lui, C. Hooper, and P. Janke, "A High Gain, Low Power MMIC LNA for Ka-Band Using InP HEMTs", IEEE RFIC Symp., 1999, pp. 149-152.
- [9] C. S. Whelan et al., "Millimeter-Wave Low-Noise and High-Power Metamorphic HEMT Amplifiers and Devices on GaAs Substrates", IEEE Solid-State Circuits, vol. 35, no. 9, Sept. 2000, pp. 1307-1311.
- [10] J. B. Hacker, J. Bergman, G. Nagy, G. Sullivan, C. Kadow, H-K. Lin, A. C. Gossard, M. Rodwell, and B. Brar, "An Ultra-Low Power InAs/AlSb HEMT Ka-Band Low-Noise Amplifier", IEEE Microw. Wireless Comp. Letters, vol. 14, no. 4, April 2004, pp. 156-158.
- [11] Y-L Tang, N. Wadefalk, M. A. Morgan, and S. Weinreb, "Full Ka-Band High Performance InP MMIC LNA Module", IEEE MTT-S, June 2006, pp. 81-84.
- [12] B. Matinpour, N. Lal, J. Laskar, R. E. Leoni, C. S. Whelan, "K-Band Receiver Front-End in a GaAs Metamorphic HEMT Process", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. 49, no. 12, Dec. 2001, pp. 2459-2463.
- [13] AMMC-6241 26-43 GHz Low Noise Amplifier datasheet. Avago Technologies. www.avagotech.com